

# ESTUDO DO CONVERSOR BOOST QUADRÁTICO PARA RASTREAMENTO DE MÁXIMA POTÊNCIA EM SISTEMAS FOTOVOLTAICOS UTILIZANDO O MÉTODO PERTURBA & OBSERVA

Rafael A. S. de Carvalho, Leandro S. Vilefort, Fábio V. R. da Silva, Luiz C. G. de Freitas,  
Ernane A. A. Coelho, Luiz C. de Freitas, João B. Vieira Jr.

Universidade Federal de Uberlândia – UFU, Faculdade de Engenharia Elétrica- FEELT  
Núcleo de Pesquisas em Eletrônica de Potência – NUPEP, Uberlândia, MG

e-mails: [rafael.eletrica.ufu@gmail.com](mailto:rafael.eletrica.ufu@gmail.com), [leandrovilefort@gmail.com](mailto:leandrovilefort@gmail.com), [fabiovince@yahoo.com.br](mailto:fabiovince@yahoo.com.br), [lcfreitas@yahoo.com.br](mailto:lcfreitas@yahoo.com.br),  
[ernane@ufu.br](mailto:ernane@ufu.br), [freitas@ufu.br](mailto:freitas@ufu.br), [batista@ufu.br](mailto:batista@ufu.br)

**Resumo** – Nesse artigo será apresentada a modelagem do conversor Boost Quadrático para aplicações de rastreamento de máxima potência (MPPT) utilizando o método Perturba e Observa (P&O) em sistemas fotovoltaicos. Será realizado um projeto de um compensador proporcional integral derivativo com filtro supressor de faixa (PID+Notch) com o intuito de alterar o lugar geométrico das raízes da planta, eliminando oscilações de alta frequência e acelerando a resposta do conversor. Serão apresentados resultados de simulação de um sistema fotovoltaico de 1 kW, variando parâmetros de insolação.

**Palavras-Chave** – Boost Quadrático, Compensador PID+Notch, Energia Fotovoltaica, Espaço de Estados, MPPT, P&O.

## STUDY OF THE QUADRATIC BOOST CONVERTER APPLIED TO MPPT PHOTOVOLTAIC SYSTEMS USING THE P&O METHOD

**Abstract** – This study presents the modeling of the Quadratic Boost Converter applied to Maximum Power Point Tracking (MPPT) on photovoltaic (PV) systems. It will be designed a proportional integral derivative compensator with a notch filter (PID+Notch). This compensator is intended to change the root locus of process plant eliminating high-frequency oscillations and accelerating the step response. It will be presented simulation results of a 1 kW PV system, varying insulation parameters.

**Keywords** – Quadratic Boost converter, Compensator PID+Notch, Photovoltaic Energy, Space State, MPPT, P&O.



XI CEEL – ISSN 2178-8308  
25 a 29 de novembro de 2013  
Universidade Federal de Uberlândia – UFU  
Uberlândia – Minas Gerais – Brasil

## I. INTRODUÇÃO

O estudo da energia solar se faz necessário pelo fato de que ela é uma fonte de energia renovável, limpa e de fácil instalação. Por poder ser instalada próximo ao consumidor, reduz impactos financeiros de transmissão da energia, além de ter alto grau de confiabilidade.

Para aplicações de geração de energia fotovoltaica conectadas à rede elétrica é necessário um conversor que realize o rastreamento da máxima potência da associação de painéis fotovoltaicos. Além disso, muitas das aplicações requerem altas taxas de elevação de tensão. O conversor mais utilizado para tal aplicação é o Boost. Contudo, o seu ganho é limitado pelas perdas de condução, quando a razão cíclica (D) aproxima-se da unidade [1].

Tendo em vista a necessidade de ampliar a faixa de conversão em conversores CC-CC, em [2] foi apresentado o conversor Boost Quadrático no qual o ganho de tensão possui dependência quadrática com D. Outros conversores com a mesma característica foram apresentados em [3] e [4].

Com o intuito de reduzir perdas de comutação e emissão de ruídos eletromagnéticos (EMI), foram desenvolvidos conversores Boost Quadrático com comutação suave em [5-8]. Seguindo a linha de pesquisa desse conversor, foram apresentadas diferentes técnicas de controle em [9-15].

As principais técnicas utilizadas para extração de máxima potência são: Perturba e Observa; Condutância Incremental e Beta. Dentre elas, o método Beta se apresenta como a melhor solução com relação à eficiência de rastreamento [16]. Porém, a técnica mais utilizada em equipamentos comerciais ainda é o método P&O. Por isso, será utilizada para avaliação em conjunto do conversor Boost Quadrático.

Esse trabalho visa projetar parte de um sistema fotovoltaico conectado à rede, composto por 8 painéis associados em série, totalizando 1 kW de potência nominal instalada, associada ao conversor Boost Quadrático que fará o MPPT utilizando o algoritmo P&O e elevando a tensão de saída para 400V. Será feita a modelagem do conversor para controle das perturbações em seu estágio de entrada, tendo como controlador um compensador proporcional integral derivativo com filtro supressor de faixa com o intuito de obter resposta dinâmica imune às variações de insolação.

## II. MÉTODO PERTURBA E OBSERVA (P&O)

O controle do conversor Boost Quadrático foi elaborado através da técnica de controle Perturba e Observa (P&O).

Esse método consiste em analisar os valores de corrente e tensão extraídos do módulo fotovoltaico.

O algoritmo do método P&O realiza a leitura dos valores instantâneos da tensão e da corrente e em seguida calcula a potência instantânea. Com isso o algoritmo compara a potência anterior com a potência atual e após essa comparação ele toma decisões para rastrear a máxima potência.

Esta técnica é uma das mais utilizadas por ser robusta e fácil de ser implementada. Foi utilizado um degrau de 1 V de perturbação da tensão de referência. A frequência de amostragem da tensão e corrente da associação de painéis será determinada em função do tempo de acomodação da resposta do controlador, tendo como valor mínimo desejável uma frequência de atualização  $f_{mppt} = 100$  Hz. A Figura 1 [16] representa o fluxograma do algoritmo do método de rastreamento de máxima potência P&O.

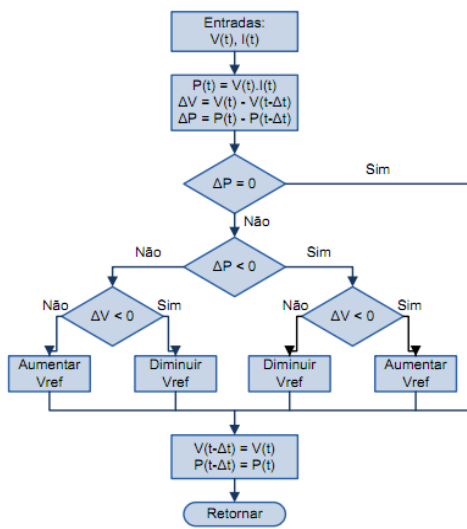


Fig. 1. Diagrama de Fluxograma do MPPT P&O.

### III. MODELAGEM DO CONVERSOR BOOST QUADRÁTICO PARA CONTROLE DE TENSÃO DE ENTRADA

Para a modelagem do conversor Boost Quadrático, operando como um rastreador de máxima potência de um arranjo fotovoltaico, o circuito do conversor deve ser analisado conforme mostra a Figura 2.

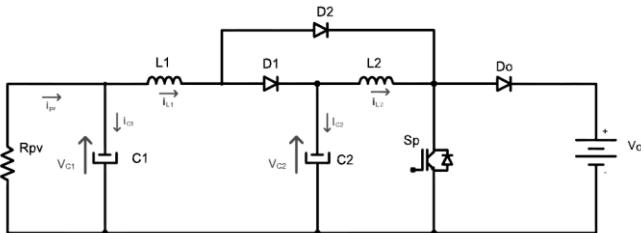


Fig. 2. Conversor Boost Quadrático para modelagem como rastreador de máxima potência de um arranjo fotovoltaico.

Conforme pode ser visto na Figura 2, a tensão de saída é considerada fixa ( $V_0$ ) e a tensão de entrada deverá ser controlada por uma lógica de controle definida pelo algoritmo de rastreamento de máxima potência. A resistência  $R_{pv} = R$  representa a impedância de saída do arranjo fotovoltaico para a situação de máxima potência, sobre

condições de insolação e temperatura padrões ( $S = 1000$  W/m<sup>2</sup> e  $T = 25$  °C).

A modelagem do conversor foi feita utilizando a técnica de Espaço de Estados Médio. Em seguida são obtidas as funções de transferência da planta através da Análise de Pequenos Sinais. As matrizes de sistema para chave fechada (A1) e chave aberta (A2) são dadas por:

$$A_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_2} \\ -\frac{1}{C_1} & 0 & -\frac{1}{R.C_1} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_1} & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad A_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{1}{L_1} & -\frac{1}{L_1} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_2} \\ -\frac{1}{C_1} & 0 & -\frac{1}{R.C_1} & 0 \\ \frac{1}{C_2} & -\frac{1}{C_2} & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (1)$$

As matrizes de entrada para a chave fechada (B1) e chave aberta (B2) são dadas por:

$$B_1 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}; \quad B_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{1}{L_2} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2)$$

Considerando que o conversor opere no modo de condução contínuo (MCC), as matrizes de sistema e de entrada podem ser representadas pelos seus valores médios:

$$A_{med} = A_1.D + A_2.(1-D) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{1}{L_1} & -\frac{(1-D)}{L_1} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_2} \\ -\frac{1}{C_1} & 0 & -\frac{1}{R.C_1} & 0 \\ \frac{(1-D)}{C_2} & -\frac{1}{C_2} & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$B_{med} = B_1.D + B_2.(1-D) = \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{(1-D)}{L_2} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

Linearizando o sistema ao redor do ponto de operação, as derivadas das variáveis de estado tornar-se-ão nulas. Assim, podemos obter os valores médios das variáveis de estado fazendo:

$$X_{med} = -A_{med}^{-1} B_{med} V_0 \quad (4)$$

Após serem determinados os valores médios das variáveis de estado, determina-se o modelo de pequenos sinais, perturbando as variáveis no ponto de operação. Considera-se que essas variáveis são compostas pelo seu valor médio e pelas pequenas perturbações ao redor desse ponto. Introduzem-se também perturbações na razão cíclica para a análise do modelo matemático. Portanto:

$$\begin{aligned} x(t) &= X + \hat{x}(t) \\ u(t) &= U + \hat{u}(t) \\ d(t) &= D + \hat{d}(t) \end{aligned} \quad (5)$$

$$d'(t) = 1 - d(t) = D' - \hat{d}(t)$$

Aplicando o modelo de pequenos sinais à equação de espaço de estados médio e fazendo as devidas simplificações e, em seguida, aplicando a transformada de Laplace na equação, resulta em:

$$\hat{X}(s) = (sI - A_{med})^{-1} [B_{med} \hat{U}(s) + B_d \hat{D}(s)] \quad (6)$$

Sendo que:

$$B_d = [A_1 - A_2] X_{med} + [B_1 - B_2] V_0 \quad (7)$$

Considerando-se a perturbação na tensão de saída nula ( $\hat{U}(s)=0$ ), podem ser obtidas as funções de transferência das perturbações das variáveis de estado em relação à perturbação na razão cíclica ( $\hat{D}(s)$ ), segundo (8).

$$\hat{X}(s) = (s.I - A_{med})^{-1} \cdot B_d \cdot \hat{D}(s)$$

$$\hat{G}_{xd}(s) = \frac{\hat{X}(s)}{\hat{D}(s)} = (s.I - A_{med})^{-1} \cdot B_d = \begin{bmatrix} \hat{G}_{iL_1 d} \\ \hat{G}_{iL_2 d} \\ \hat{G}_{vC_1 d} \\ \hat{G}_{vC_2 d} \end{bmatrix} \quad (8)$$

Deseja-se, controlar a tensão de entrada do conversor boost quadrático com o intuito de extrair a máxima potência do arranjo fotovoltaico. Portanto, a função de transferência desejada é a  $G_{V_{C1d}}(s)$  expressa em (9).

$$\hat{G}_{V_{C1d}} = \frac{a_2 \cdot s^2 + a_1 \cdot s + a_0}{b_4 \cdot s^4 + b_3 \cdot s^3 + b_2 \cdot s^2 + b_1 \cdot s + b_0}$$

Onde :

$$\begin{aligned} a_0 &= -2RV_0(1-D) & a_1 &= V_0L_2(1-D)^3 \\ a_2 &= -V_0(1-D)(RC_2L_2) & b_0 &= R \\ b_1 &= [L_1 + L_2(1-D)^2] & b_3 &= (C_2L_1L_2) \\ b_2 &= R(C_1L_1 + C_2L_2 + C_1L_2(1-D)^2) \end{aligned} \quad (9)$$

#### IV. ESPECIFICAÇÕES DO ARRANJO FOTOVOLTAICO

A Tabela I mostra as especificações elétricas para condições de teste padrão ( $S = 1000 \text{ W/m}^2$  e  $T = 25^\circ\text{C}$ ) dos painéis da Kyocera modelo KD135SX-UPU e suas características resultantes para o arranjo em série de 8 painéis instalados no telhado do laboratório de Eletrônica de Potência do campus Santa Mônica da Universidade Federal de Uberlândia.

O conversor Boost Quadrático será utilizado para fazer o rastreamento da máxima potência do arranjo fotovoltaico e elevar a tensão para  $400 \text{ V}_{CC}$ .

**Tabela I – Especificações do arranjo fotovoltaico**

| Condições Padrão de Teste ( $S = 1000 \text{ W/m}^2 @ 25^\circ\text{C}$ ) |  |  |
|---|--|--|
| Parâmetros  | 1 Pannel   | 8 Painéis em Serie   |
| $P_{mp}$  | 135 W  | 1080 W   |
| $V_{mp}$  | 17,7 V   | 141,6 V  |
| $I_{mp}$  | 7,63 A   | 7,63 A   |
| $V_{oc}$  | 22,1 V   | 176,8 V  |
| $I_{sc}$  | 8,37 A   | 8,37 A   |
| $K_{tc}$  | $5,02 \cdot 10^{-3} \text{ A/}^\circ\text{C}$ ou $6,0 \cdot 10^{-4} \text{ \%/}^\circ\text{C}$   | $5,02 \cdot 10^{-3} \text{ A/}^\circ\text{C}$ ou $6,0 \cdot 10^{-4} \text{ \%/}^\circ\text{C}$   |
| $K_{tv}$  | $-8,0 \cdot 10^{-2} \text{ V/}^\circ\text{C}$ ou $-3,62 \cdot 10^{-3} \text{ \%/}^\circ\text{C}$ | $-8,0 \cdot 10^{-2} \text{ V/}^\circ\text{C}$ ou $-3,62 \cdot 10^{-3} \text{ \%/}^\circ\text{C}$ |
| Tolerância  | $\pm 5\%$  | $\pm 5\%$  |

#### V. PROJETO DO COMPENSADOR DE TENSÃO DO CONVERSOR CC-CC

Com o intuito de reduzir custos de implementação, adotou-se a utilização do controle somente da tensão de entrada do conversor, pois, desta forma, elimina-se a necessidade de mais um sensor de corrente na estrutura. Além disso, o algoritmo P&O responde mais rápido controlando tensão do arranjo que controlando a corrente do mesmo, pois a tensão varia em menor quantidade que a

corrente quando ocorre variação brusca na insolação, resultando em um rastreamento mais rápido, com menores perdas.

A estratégia de controle é mostrada na Figura 3.

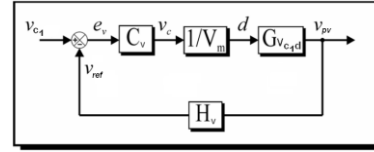


Fig. 3. Estrutura de controle em malha fechada.

A Tabela II contém os valores dos componentes utilizados no conversor para o projeto dos compensadores.

**Tabela II – Especificações do conversor implementado**

| Parâmetros  | Valores           |
|-------------|-------------------|
| $f_s$       | 100 kHz           |
| $V_0$       | 400 V             |
| $L_1$       | 376 $\mu\text{H}$ |
| $L_2$       | 1,3 mH            |
| $C_1 = C_2$ | 22 $\mu\text{F}$  |

Será projetado um compensador PID+Notch (Proporcional Integral Derivativo com supressor de ruído) que será avaliado posteriormente através de simulação nos softwares MATLAB® e PSIM®.

Como visto na Figura 3, a função de transferência da planta é a  $G_{V_{C1d}}(s)$ , representada pela equação (9). Ao projetar o compensador, deve-se considerar que a planta varia de acordo com o índice de insolação, variando-se seus parâmetros D e  $R_{pv}$ , conseqüentemente, variam-se os valores do fator de amortecimento ( $\zeta$ ) dos pólos e zeros complexos conjugados da planta.

Para avaliar o efeito da variação do índice de insolação em  $G_{V_{C1d}}(s)$ , foi utilizada a Tabela III que contém valores aproximados de  $V_{pv}$ , D e  $R_{pv}$ .

**Tabela III - Parâmetros de  $G_{V_{C1d}}$  com a variação da insolação**

| $S[\text{W/m}^2]$ | $P_{pv}[\text{W}]$ | $V_{pv}[\text{V}]$ | D     | $R_{pv}[\Omega]$ |
|-------------------|--------------------|--------------------|-------|------------------|
| 1000              | 1080,26            | 138,29             | 41,20 | 17,70            |
| 800               | 869,96             | 138,93             | 41,07 | 22,19            |
| 600               | 654,20             | 139,03             | 41,04 | 29,55            |
| 400               | 434,18             | 138,11             | 41,24 | 43,93            |
| 200               | 212,65             | 134,53             | 42,01 | 85,11            |

O diagrama de Bode para diferentes índices de insolação é ilustrado pela Figura 4.

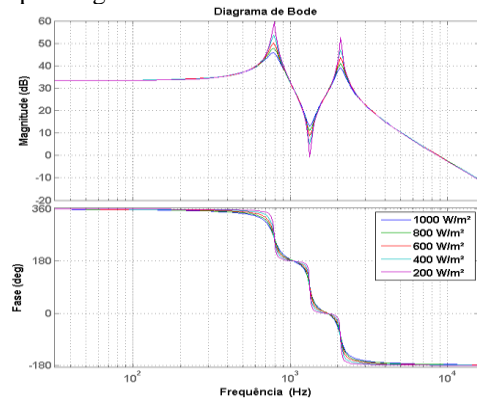


Fig.4. Diagrama de Bode da planta para diferentes índices de insolação(S).

Analisando a Figura 4, conclui-se que quanto menor for o índice de insolação, menor será o fator de amortecimento ( $\zeta$ ) e maior será o efeito de  $R_{pv}$  sobre o ganho e fase nas frequências de corte, sendo mantidas as frequências naturais ( $\omega_n$ ) dos pólos e zeros originários da planta.

## VI. COMPENSADOR PROPORCIONAL INTEGRAL DERIVATIVO COM FILTRO SUPRESSOR DE RUÍDO (PID+NOTCH).

Seja o lugar das raízes da planta  $G_{VC1d}$ , em malha fechada não compensada, para o índice de insolação  $S = 1000 \text{ W/m}^2$  representado pela Figura 5. Nota-se que a planta apresenta modos de vibração de alta frequência provocados pelos polos complexos conjugados mais próximos ao eixo  $j\omega$ . A Figura 6 ilustra a resposta ao degrau para margem de fase (MF)  $72^\circ$ . Além da oscilação indesejada, o sistema é do tipo I, apresentando erro de regime permanente.

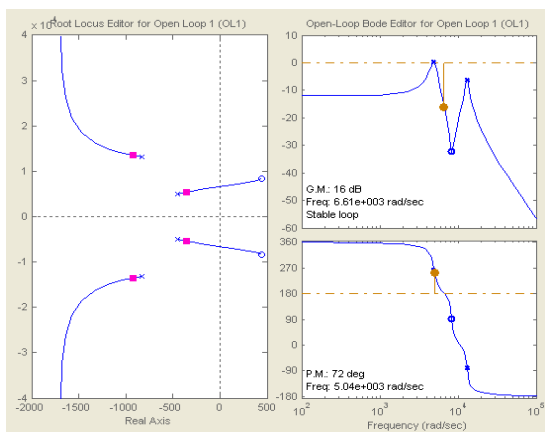


Fig. 5. Lugar das Raízes de  $G_{vd}$  para  $S = 1000 \text{ W/m}^2$ .

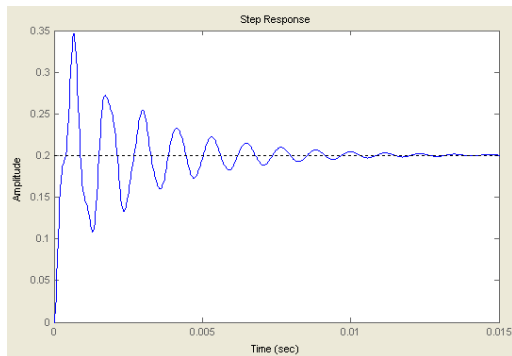


Fig. 6. Resposta ao degrau do sistema não compensado (MF =  $72^\circ$ ).

Os pólos conjugados mais distantes da origem são chamados de pólos do processo, que caracterizam a resposta desejada do sistema. Os pólos mais próximos provocam oscilações de alta frequência superpostas à resposta desejada.

Uma forma de se eliminar as oscilações de alta frequência é inserir em cascata com o processo um filtro supressor de faixa. Esse filtro possui zeros próximos aos pólos de baixa fração de amortecimento do processo, bem como dois pólos reais. Um dos pólos é colocado na origem (integrador puro) e o outro, recomenda-se ser adicionado entre os pólos do processo e a frequência de chaveamento do conversor. Por fim, ajusta-se o ganho do compensador para que seja obtida a

resposta mais rápida possível, sem que ocorra *overshoot* acima de 20%. Aconselha-se ajustar o ganho para valores de MF entre  $54^\circ$  a  $76^\circ$ .

Portanto, o compensador projetado terá a seguinte função de transferência:

$$G_c = K \cdot \frac{\left(1 + \frac{2\zeta}{\omega_0} s + \frac{s^2}{\omega_0^2}\right)}{s \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_p}\right)} \quad (10)$$

### A. Roteiro de projeto adotado:

- Adicionar um pólo na origem para alterar o sistema tipo II;
- Calcular as frequências de corte da planta  $G_{VC1d}$ :

$$\omega_{01} = 1/\sqrt{L_1 \cdot C_1} \quad (11)$$

$$\omega_{02} = 1/\sqrt{L_2 \cdot C_2}$$

- Adicionar um par de zeros complexos:

$$\zeta = 0,2$$

$$\omega_0 = \omega_{02} / 2 \quad (12)$$

- Adicionar um pólo de alta frequência:

$$\omega_p = \frac{\omega_s}{5} \quad (13)$$

- Ajustar o ganho do compensador no Sisotool para obter uma margem de fase (para todas as insolações) entre  $54^\circ$  a  $76^\circ$ , levando-se em conta o tempo de acomodação da resposta ao degrau.

- Os parâmetros do compensador utilizados no projeto são:

$$K = 64 \quad \zeta = 0,2 \quad (14)$$

$$\omega_0 = 2956,6 \text{ rad/s} \quad \omega_p = 125660 \text{ rad/s}$$

O diagrama de Bode da planta compensada para os diferentes índices de insolação é mostrado na Figura 7.

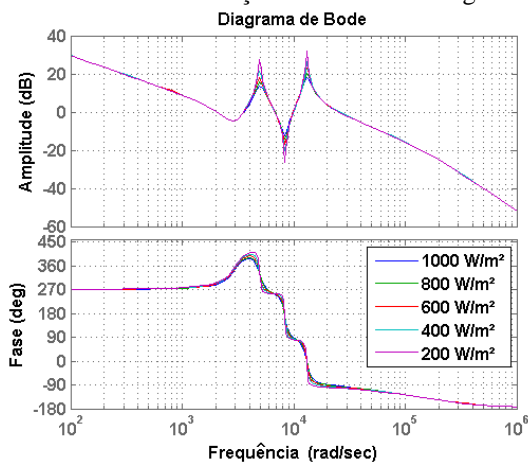


Fig. 7. Diagrama de Bode da planta compensada com o controlador PID+Notch.

A Figura 8 ilustra a resposta ao degrau para o sistema compensado para os diferentes índices de insolação.

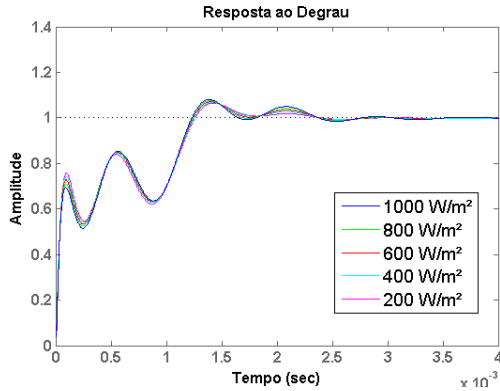


Fig. 8. Resposta ao degrau do sistema compensado para diferentes índices de insolação.

Nota-se que o compensador projetado exerce a função de filtrar o efeito da vibração de alta frequência provocada pelos pólos conjugados mais próximos ao eixo  $j\omega$ , os quais são provenientes da frequência de corte do filtro formado por  $L_2$  e  $C_2$ . Já o pólo na origem, tem a função de amplificar as baixas frequências, resultando na retirada do erro de regime permanente. Por fim, o outro pólo serve para acelerar a resposta do sistema, restabelecendo a ordem originária da planta e ajudando a filtrar as harmônicas provenientes da frequência de chaveamento.

Tabela IV – Resposta ao degrau para diferentes índices de insolação

| Irradiância (W/m <sup>2</sup> ) | Margem de Fase | Ta <sub>2%</sub> (ms) |
|---------------------------------|----------------|-----------------------|
| 1000                            | 71,1°          | 2,29                  |
| 800                             | 71,9°          | 2,28                  |
| 600                             | 72,6°          | 2,26                  |
| 400                             | 73,3°          | 2,22                  |
| 200                             | 74,1°          | 1,67                  |

A Tabela IV ilustra o comportamento da MF e Tempo de assentamento ( $Ta_{2\%}$ ) para diferentes insolações. Nota-se que foi obtida uma resposta de fase plana em torno de 5K a 8K rad/s (Figura 7) após adição do compensador, o que permitiu obter resposta ao degrau muito semelhante para diferentes índices de insolação. Pela Figura 8, em  $\Delta t_{(erro=0)} = 4$  ms a resposta ao degrau atinge erro de regime permanente nulo. Portanto, pode-se calcular  $f_{mppt}$  como o inverso de  $\Delta t_{(erro=0)}$ , resultando em  $f_{mppt} = 250$  Hz.

## VII. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Para a obtenção dos resultados de simulação foi utilizado o conversor Boost Quadrático ideal com fonte de tensão constante no estágio de saída, associado a 8 painéis em série conforme as Tabelas de dimensionamento I e II. As Figuras 9, 10 e 11 ilustram o circuito de potência, circuito de controle e o perfil de insolação ( $V_{insolação}$ ) e máxima potência ( $P_{mp}$ ) da associação dos painéis, respectivamente.

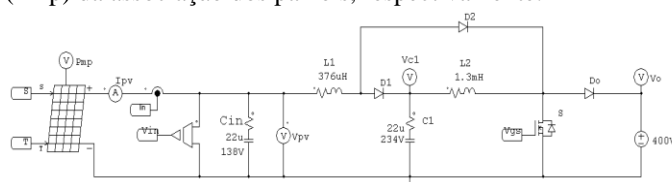


Fig. 9. Circuito de Potência do conversor Boost Quadrático.

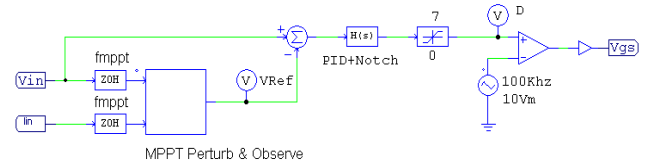


Fig. 10. Circuito de Controle MPPT do tipo P&O.

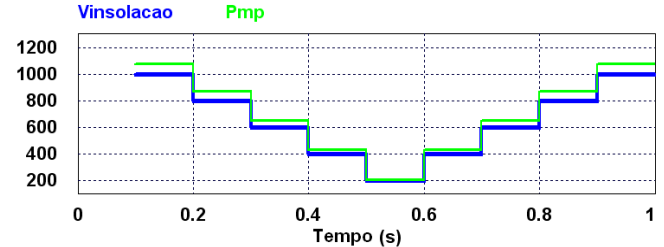


Fig. 11. Perfil de insolação ( $V_{insolação}$ ) e máxima potência ( $P_{mp}$ ) fornecida pela associação de painéis.

Na Figura 9, foi utilizada uma fonte de tensão ideal no estágio de saída do conversor, já que existe uma malha de controle no inversor conectado à rede que regula a tensão em seu barramento, mantendo-a com tensão constante igual a 400 V.

Na Figura 10,  $V_{in}$  e  $I_{in}$  são a tensão e a corrente da associação de painéis. Os blocos ZOH representam a frequência de atualização do código de controle P&O ( $f_{mppt}$ ), cujo valor simulado é de 250 Hz. A função de transferência do compensador PID+Notch está implementada no bloco H(s). Por fim, a dente de serra simulada possui amplitude de 10 V e frequência de 100 kHz.

A Figura 11 ilustra o perfil de insolação ( $V_{insolação}$ ) simulado e a máxima potência ( $P_{mp}$ ) que pode ser obtida na associação dos painéis para temperatura de 25°C.

A Figura 12 mostra os resultados de simulação de potência rastreada ( $P_{pv}$ ) e máxima potência da associação ( $P_{mp}$ ) e tensão de controle ( $V_{Ref}$ ) e tensão nos terminais da associação de painéis ( $V_{pv}$ ), para o degrau de insolação de 1000 para 800 W/m<sup>2</sup> a 25°C.

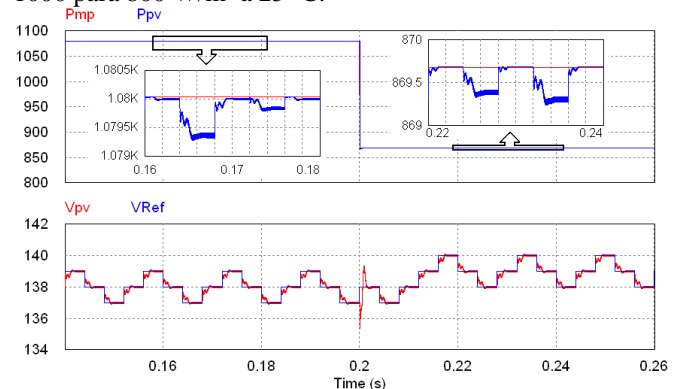


Fig. 12. Resultados de simulação de potência e tensão na associação de painéis para um degrau de insolação de 1000 para 800 W/m<sup>2</sup> a 25°.

Nota-se que a resposta ao degrau de  $V_{pv}$  obtida na simulação é muito semelhante à resposta obtida na Figura 8, validando o modelo matemático utilizado no projeto.

Com o intuito de demonstrar a eficiência do rastreamento de máxima potência, a Figura 13 ilustra o perfil de máxima potência disponível da associação de painéis ( $P_{mp}$ ) e o perfil

da potência rastreada ( $P_{pv}$ ) na parte superior da simulação. Na parte inferior, está representada a integral das perdas do MPPT.

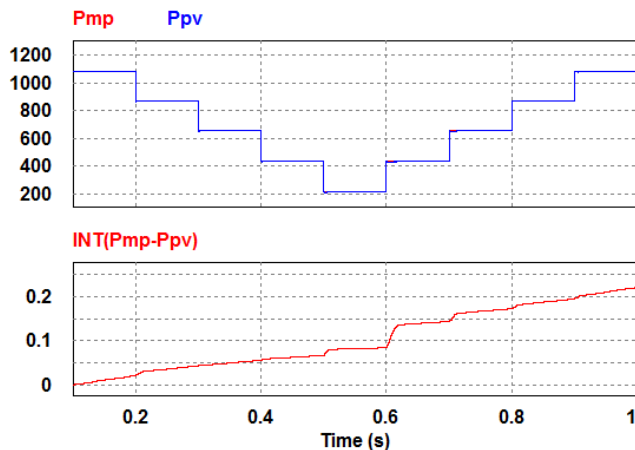


Fig. 13. Perdas no MPPT.

Analisando a Figura 13, nota-se que as perdas acumuladas no MPPT são maiores para os degraus positivos de insolação, representando a dinâmica de carga do capacitor de entrada  $C_1$ .

## VIII. CONCLUSÕES

Nesse artigo foi apresentada a modelagem do conversor Boost Quadrático para aplicações de rastreamento de máxima potência em sistemas fotovoltaicos. Além disso, foi realizado um projeto de um compensador proporcional integral derivativo com filtro supressor de faixa com o intuito de alterar o lugar geométrico das raízes da planta obtendo resposta ao degrau imune às variações de insolação.

A partir dos resultados de simulação apresentados, pode-se concluir que o conversor boost quadrático apresentou resposta dinâmica rápida, estável e com baixas perdas no MPPT, tornando-o viável para tal aplicação.

## AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem a Capes, Fapemig e CNPq pelo suporte com bolsas de iniciação científica, mestrado e doutorado e pelos recursos provenientes de projetos de pesquisa utilizados na aquisição de equipamentos para o laboratório.

## REFERÊNCIAS

[1] D. Maksimovic, S. Cuk, “Switching converters with wide DC conversion range”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 6, pp. 151–157, 1991.

[2] L. H. S. C. Barreto, “Apêndice A: Conversores Quadráticos”, *Tese de Doutorado*, UFU, Uberlândia-MG, Brasil, 2003.

[3] Y. R. de Novaes, A. Rufer; I. Barbi, “A New Quadratic, Three-Level, DC/DC Converter Suitable for Fuel Cell Applications”, *Power Conversion Conference – Nagoya*, pages 601 – 607, 2007.

[4] R. Kadri, J. P. Glauert, G. Champenois, M. Mostefai, “Performance Analysis of Transformerless Single Switch Quadratic Boost Converter for Grid Connected Photovoltaic Systems”, *ICEM'2010*, pp. 1–7, 2010.

[5] L. H. S. C. Barreto, E. A. A. Coelho, V. J. Farias, L. C. de Freitas, J. B. Vieira Jr., “An Optimal Lossless Commutation Quadratic PWM Boost Converter”, *APEC'2002*, pp. 624–629, vol. 2, 2002.

[6] L. H. S. C. Barreto, E. A. A. Coelho, V. J. Farias, L. C. de Freitas, J. B. Vieira Jr., “A Quasi-Resonant Quadratic Boost Converter using a Single Resonant Network”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, pp. 552–557, vol. 52, 2005.

[7] L. S. Vilefort, F. V. R. da Silva, E. A. A. Coelho, L. C. de Freitas, J. B. Vieira Jr., “Conversor Boost Quadrático SR-ZVS QRC PWM”, *Eletrônica de Potência*, pp. 393 – 400, vol. 17, 2012.

[8] P. Yang, J. Xu, G. Zhou, S. Zhang, “A new quadratic boost converter with high voltage step-up ratio and reduced voltage stress”, *IEEE 7th International Power Electronics and Motion Control Conference – ECCE Asia*, 2012.

[9] J. A. M. Saldaña, R. G. Quirino, J. L. Ramos, E. E. C. Gutiérrez e M. G. O. Lopez, “Multiloop controller design for a quadratic boost converter”, *IET Electr. Appl.*, pp. 362–367, 2007.

[10] M. G. O. Lopez, J. L. Ramos, L. H. D. Saldierna, J. M. G. Ibarra e E. E. C. Gutierrez, “Current-mode control for a Quadratic Boost converter with a single switch”, *PESC*, pp. 2652–2657, 2007.

[11] J. L. Ramos, M. G. O. Lopez, L. H. D. Saldierna e J. A. M. Saldaña, “Switching regulator using a quadratic boost converter for wide DC conversion ratios”, *IET Power Electronics*, pp. 605–613, vol. 2, 2009.

[12] M. H. Gomez, R. Ortega, F. L. Lagarrigue, O. Bethoux e G. Escobar, “Robust Adaptive PI Stabilization of a Quadratic Converter: Experimental Results”, *ISIE*, pp. 2999–3004, 2010.

[13] P. Yang, J. Xu, G. Zhou e F. Zhang, “Analysis of sensorless peak current mode controlled quadratic boost converter”, *IEEE ISIE*, pp. 200–204, 2012.

[14] P. Srithongchai e S. Kaitwanidvilai, “Robust Fixed-Structure Cascade Controller for a Quadratic Boost Converter”, *IMECS*, 2010.

[15] J. L. Ramos, M. G. O. Lopez, e L. H. D. Saldierna, “The Effect Of ESR of the Capacitors on Modeling of a Quadratic Boost Converter”, *COMPEL*, 2008.

[16] G. A. M. de Brito, G. Luigi, L. P. Sampaio e A. C. Canesin, “Avaliação das principais técnicas para obtenção de MPPT de painéis fotovoltaicos”, *IEEE IAS*, pp. 1–6, 2010.